

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-023468

(43)Date of publication of application : 24.01.2003

(51)Int.Cl.

H04L 27/20

(21)Application number : 2001-208861

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 10.07.2001

(72)Inventor : MURAKAMI SHOHEI

HORI KAZUYUKI

KUROKAWA TOSHIAKI

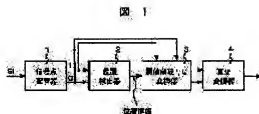
NISHIKIDO MASAMITSU

## (54) DIGITAL MODULATOR

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a digital modulator suppressing increase in the circuit scale, that suppresses the spread of a spectrum due to nonlinear amplification by decreasing envelope fluctuations in an input signal to the nonlinear amplifier, in the case of modulation of a signal when a signal locus on a space diagram passes through close to the origin.

**SOLUTION:** The digital modulator is provided with a position detector 2, that detects position information of the signal on the space diagram in order for suppressing envelope fluctuations in a carrier accompanying passage of the signal locus on the space diagram around the origin and a threshold limit I, Q converter 3 that revises the signal locus on the space diagram, on the basis of the information from the position detector, which are placed between a signal point placing device 1 and an quadrature modulator 4 provided to a conventional modulator. Thus, a device for reserving information of a signal point before phase transition is not longer needed, the envelope fluctuations of the input signal to the nonlinear amplifier are reduced, while suppressing the circuit scale from being increased, and the spread of the spectrum by nonlinear amplification can be suppressed.



(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 4 L 27/20

識別番号

F I

H 0 4 L 27/20

データベース(参考)

Z 5 K 0 0 4

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2001-208861(P2001-208861)

(22) 出願日 平成13年7月10日 (2001.7.10)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 村上 昌平

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株式会社日立製作所通信事業部内

(72) 発明者 堀 一行

東京都国分寺市東意ヶ丘一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

(74) 代理人 100068504

弁理士 小川 勝男 (外2名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル変調器

(57) 【要約】

【課題】 スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過する変調の際、非線形増幅器への入力信号の包絡線変動を小さくし、非線形増幅によるスペクトラムの広がりを押さえる変調器を回路規模の増大を押さえて実現する。

【解決手段】 従来の変調器の信号点配置器1と直交変調器4との間に、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過することに伴う搬送波の包絡線変動を押さえるために、スペースダイアグラム上での信号の位置情報を検出する位置検出器2と位置検出器からの情報により、スペースダイアグラム上での信号軌跡を変更する閾値制限 I、Q 変換器3を備える。

【効果】 位相遷移前の信号点の情報を確保する装置が不用となり、回路規模の増大を押さえつつ、非線形増幅器への入力信号の包絡線変動を小さくし、非線形増幅によるスペクトラムの広がりを押さえる。

図 1



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力された直列信号をスペースダイアグラム上の同相成分と直交成分をあらわすI信号、Q信号に配置して出力する信号点配置器と、中間周波数帯の互いに直交する搬送波を用いて上記I信号、Q信号を直交変調する直交変調器との間に、スペースダイアグラム上での信号の位置情報を検出する位置検出器と位置検出器からの情報により信号軌跡を変更する閾値制限I、Q変換器を備えることを特徴とするデジタル変調器。

【請求項2】 請求項1の変調器において、上記位置検出器が上記スペースダイアグラム上での信号の位置情報をI信号、Q信号の自乗和を計算して求める手段をもつことを特徴とするデジタル変調器。

【請求項3】 請求項1の変調器において、上記位置検出器が上記スペースダイアグラム上での信号の位置情報をI信号、Q信号それぞれから求める手段をもつことを特徴とするデジタル変調器。

【請求項4】 入力された直列信号をスペースダイアグラム上のI信号、Q信号に配置し、I信号、Q信号を直交変調する変調器と、不感帯と飽和領域を持つ非線形増幅器とから構成される送信機において、前記変調器が請求項1、2又は3に記載の変調器であることを特徴とする送信機。

【請求項5】 請求項4記載の送信機を備えたことを特徴とする基地局。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、デジタル変調器 更に詳しく言えば、優れた電力効率を持つC級増幅器に代表される非線形増幅器を用いた移動体通信等に表示されるデジタル変調器に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 従来、移動体通信システムでの伝送効率のよい変調方式として、QPSK変調方式が知られている。このQPSK変調の構成は、図2に示すように、入力された直列信号をスペースダイアグラム上のI信号、Q信号に配置して出力する信号点配置器21と、中間周波数帯の互いに直交する搬送波でI信号、Q信号を直交変調する直交変調器22で構成されている。

【0003】 また、QPSK変調では、図3のスペースダイアグラムに示すように、遷移パターン31の際にスペースダイアグラム上の信号軌跡が原点を通過し、搬送波の振幅が零まで落ち込むために、信号波形の包絡線の変動が大きくなる。

【0004】 一方、移動体通信システムにおいては端末の小型化、長寿命化のために、送信用の増幅器は消費電力が少なく、電力効率が優れているものが要求とされている。電力効率が優れている増幅器としては、C級増幅器がよく知られている。しかしながら、C級増幅器に代表される非線形増幅器の振幅特性は、図4に示すように

入力レベルの高い領域で出力レベルが飽和する飽和領域41を持つという特性に加え、入力レベルの低い領域において不感帯42により出力信号が歪むという特性を持っている。

【0005】 従って、図4に示す特性を持つ非線形増幅器をQPSK変調された信号の増幅に用いた場合、搬送波の包絡線変動が大きいために、送信信号は非線形増幅器の不感帯、飽和領域の影響により大きく歪むことになり、スペクトラムが広がるという問題が起こる。

【0006】 上記問題を解決する第1の従来技術として、QPSK変調を改良した、 $\pi/4$ シフトQPSK変調が知られている。上記 $\pi/4$ シフトQPSK変調は、図5のスペースダイアグラムの点線で示すように、各シンボル間の位相遷移を $(+\pi/4, -\pi/4, +3\pi/4, -3\pi/4)$ とすることにより、スペースダイアグラム上での信号遷移軌跡が原点を通過しないようにしており、変調信号を非線形増幅器により増幅する際のスペクトラムの広がりはQPSK変調に比べ小さくなる。

【0007】 上記 $\pi/4$ シフトQPSK変調器の構成図は図2のQPSK変調器と同一であるが、 $\pi/4$ シフトQPSK変調の場合、信号点配置器21が各シンボル間の位相遷移が $(+\pi/4, -\pi/4, +3\pi/4, -3\pi/4)$ となるようにスペースダイアグラム上のI信号、Q信号を配置している。

【0008】 しかし、図5の点線で示す遷移51のようにより、 $\pi/4$ シフトQPSK変調においても $\pm 3\pi/4$ の位相遷移の際には、スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過するために、搬送波の包絡線に大きな変動を与えることになり、非線形増幅を行った際には、スペクトラムの広がりが発生してしまうという問題がある。

【0009】 第2の従来技術として、 $\pi/4$ シフトQPSK変調での $\pm 3\pi/4$ の位相遷移時に起こる搬送波の包絡線変動を抑え、かつ原点を通過する遷移パターンを持つm相PSK変調においても、その遷移パターン時の搬送波の包絡線変動を抑えることができる変調器が公開特許公報特開平8-288970号に記載されている。

【0010】 上記m相PSK変調を行う変調器の構成は、図6に示すように、入力された直列信号を並列信号に変換し、スペースダイアグラム上のI信号、Q信号に配置して出力するとともに位相遷移前の信号点の情報と位相遷移後の信号点の情報より位相遷移に関する位相情報検出し、この位相遷移情報も出力する信号点配置器61と、上記位相遷移情報によりI信号、Q信号に付加する信号を発生する挿入信号発生器62と、中間周波数の搬送波でI信号、Q信号を直交変調する直交変調器63で構成されている。

【0011】 上記m相PSK変調器では、信号点配置器61で検出された位相遷移情報より、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過する位相遷移の際に、挿入

入信号発生器62でスペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を回避するような信号を生成し、これをI信号、Q信号に加えることにより、原点付近の回避を行っている。

【0012】図6の変調器では、信号点配置器61で検出された位相変移情報をもとに、スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過しないように処理を施しているため、信号点配置器61内には、位相変移後の信号点の情報だけでなく、位相変移前の信号点の情報も確保しておく必要がある。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述のように、QPSK変調に代表されるスペースダイアグラム上での信号軌跡が原点を通過するような遷移パターンを持つ変調方式では、搬送波の振幅が零まで落ち込み、包絡線に大きな変動を与えることになる。従って、その変調信号の増幅に図4の振幅特性を持つ非線形増幅器を用いた場合、不感帯、飽和領域の影響により送信信号に大きな歪みを与え、スペクトルが広がるという問題が起こる。

【0014】また、上記問題を解決する第1の従来技術であるπ/4シフトQPSKでも、±3π/4の位相変移の際に、スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過するために、QPSK変調ほどではないが、搬送波の包絡線に大きな変動を与えることになる。

【0015】一方、上記第2の従来技術であるπ相PSK変調器は、位相変移情報をもとに、スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過しないように処理を施しているために、位相変移情報によりスペースダイアグラム上での信号軌跡の原点回避を行うには、位相変移前の信号点の情報を確保しておく手段が必要となり、回路規模が大きくなるという問題がある。

【0016】本発明の主目的は、スペースダイアグラム上での信号軌跡が原点付近を通過する変調の際、非線形増幅器への入力信号の包絡線変動を小さくし、非線形増幅によるスペクトラムの広がりを押さえる変調器を回路規模の増大を押さえて実現することである。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明の変調器は、入力された直列信号をスペースダイアグラム上の同相成分と直交成分をあらわすI信号、Q信号に配置して出力する信号点配置器と、中間周波数帯の互いに直交する搬送波を用いて上記I信号、Q信号を直交変調する直交変調器との間に、スペースダイアグラム上での信号の位置情報を検出する位置検出器と位置検出器からの情報により、信号軌跡を変更する閾値

$$\theta = \tan^{-1}(I/Q)$$

比較値検出部81からの入力信号に式(2-1)、(2-2)に示すように $\sin\theta$ 、 $\cos\theta$ を掛け出力する。

$$I' = (V_{th} - V) \cdot \sin\theta \quad Q' = (V_{th} - V) \cdot \cos\theta \quad \dots \quad (V_{th} > V) \quad (2-1)$$

$$I' = 0 \cdot \sin\theta \quad Q' = 0 \cdot \cos\theta \quad \dots \quad (V_{th} \leq V) \quad (2-2)$$

制限I、Q変換器を備える。

【0018】また、本発明の変調器の好ましい実施形態では、上記閾値制限I、Q変換器は、スペースダイアグラム上のI信号、Q信号の自乗和を計算してスペースダイアグラム上での信号の位置情報を得るように構成される。さらに、本発明の変調器の他の好ましい実施形態では、上記閾値制限I、Q変換器は、スペースダイアグラム上での信号の位置情報をスペースダイアグラム上のI信号、Q信号それぞれから得るように構成される。

【0019】

【発明の実施の形態】<実施例1>本発明による変調器の第1の実施例を図1、図7、図8を用いて説明する。

【0020】図1は本発明によるデジタル変調器の第1の実施例の構成を示すブロック図である。入力された直列信号をスペースダイアグラム上の同相成分と直交成分をあらわすI信号、Q信号に配置して出力する信号点配置器1と、中間周波数帯の互いに直交する搬送波を用いて上記I信号、Q信号を直交変調する直交変調器4と、信号点配置器1と直交変調器4の間に、スペースダイアグラム上での信号の位置情報を検出する位置検出器2と位置検出器2からの情報により、信号軌跡を変更する閾値制限I、Q変換器3を備える。信号点配置器1及び直交変調器4は、それぞれ図2の従来のQPSK変調器の信号点配置器21及び直交変調器24と同様の構成、機能をもつ。位置検出器2及び閾値制限I、Q変換器3の構成、動作を以下に説明する。

【0021】図7は位置検出器2の構成を示すブロック図である。位置検出器2では信号点配置器1からI信号、Q信号を受け取り、受け取ったI信号、Q信号のシンボル間のサンプリングレートをオーバーサンプリング部71により上げる。電力計算部72で送信信号の電力値Vを求め、閾値発生部73により発生された閾値 $V_{th}$ と比較を行い、比較値を閾値制限I、Q変換器3へ出力する。このとき送信電力値Vが閾値 $V_{th}$ に比べ小さい場合には正の値が、逆に送信電力値Vが閾値 $V_{th}$ に比べ大きい場合には負の値が出力される。

【0022】図8は閾値制限I、Q変換器3の構成を示すブロック図である。閾値制限I、Q変換器3では、比較値検出部81で位置検出器2からの入力値が正の場合( $V_{th} > V$ )にはその値をそのまま出力し、負の場合( $V_{th} \leq V$ )には零を出力する。角度検出部82では、信号点配置器1からのI信号、Q信号より位置検出器2への入力信号のスペースダイアグラム上での角度 $\theta$ を式(1)とI信号、Q信号の値より求め、

$$(1)$$

【0023】

角度検出部82からのI'信号及びQ'信号は、それぞれ加算器84及び85で信号点配置器1からのI信号及びQ信号に加えられ、波形整形フィルタ83に出力される。波形整形フィルタ83は、閾値制限I、Q交換により発生した送信信号の歪みを押さえ、直交変調器4に送信信号を出力する。

【0024】図9は、実施例1をPQPSK変調に適用した場合の閾値制限I、Q交換後のスペースダイアグラムを示す。図9より、I信号、Q信号の自乗と閾値の値になるように、スペースダイアグラム上の信号軌跡が交換されていることがわかる。

＜実施例2＞本発明による変調器の第2の実施例を図10、図11を用いて説明する。第2の実施例の構成は図1に示した第1の実施例と同様の構成であり、位置検出器2及び閾値制限I、Q交換器3の構成が、第1の実施例のものと異なる。図10は第2の実施例における位置検出器2の構成を示すブロック図である。位置検出器2は、信号点配置器1からのI信号、Q信号を受け取り、受け取ったI信号、Q信号のシンボル間のサンプル数をオーバーサンプリング101により上げる。I信号と閾値発生器102により発生された閾値Vthとの比較、Q信号と閾値発生器102により発生された閾値Vthとの比較を行い、それぞれの比較値を閾値制限I、Q交換器3に出力する。このときI、Q信号値が閾値Vthに比べ小さい場合には正の値が、逆にI、Q信号値が閾値に比べ大きい場合には負の値が出力される。

【0025】図11は第2の実施例における閾値制限I、Q交換器3の構成を示すブロック図である。閾値制限I、Q交換器3は、比較値検出部111で、位置検出器2からの入力の値がI、Q信号ともに正の場合にはその値をそのまま出力し、それ以外は零を出力する。次に、角度検出部112では、信号点配置器1からのI及びQ信号より位置検出器102への入力値のスペースダイアグラム上での角度 $\theta$ を本発明の実施例1と同様にして求め、角度が $0 \leq \theta \leq \pi/4$ 、 $7\pi/4 < \theta < 2\pi$ の場合は、I信号に比較値検出部111からの入力値を加え、 $\pi/4 < \theta < 3\pi/4$ の場合は、Q信号に比較値検出部111からの入力値を加え、 $3\pi/4 < \theta < 5\pi/4$ の場合は、I信号から比較値検出部111からの入力値を引き、 $5\pi/4 \leq \theta \leq 7\pi/4$ の場合は、Q信号から比較値検出部111からの入力値を引き、波形整形フィルタ113に出力する。波形整形フィルタ113は実施例1の波形整形フィルタ83と同一である。

【0026】図12は、実施例2をPQPSK変調に適用した場合の閾値制限I、Q交換後のスペースダイアグラムを示す。点線は遷移を示す。図12より、I信号及びQ信号それぞれの値が閾値の値になるように、スペースダイアグラム上の信号軌跡が交換されていることがわかる。

＜実施例3＞本発明の第3の実施例を図13を用いて説

明する。図13は本発明による変調器と非線形増幅器とから構成される送信機の構成を示す。変調器131は上記第1ないし第3の実施例で説明したいずれの変調器でもよい。非線形増幅器132は、変調器131の出力信号電力増幅し、送信信号の帯域制限を行う送信フィルタ133を介して無線信号として送信するためのアンテナ134へ供給する。非線形増幅器132は図4に示したような不惑帯と飽和領域を持つ従来知られている増幅器が使用できる。

＜実施例4＞図14は本発明による基地局の無線回路部の一実施例の構成を示す。本実施例は、基地局の送信部に本発明のデジタル変調器を使用したもので図において、変調器131、非線形増幅器132及び送信フィルタ133の構成は図13に示したものと同様である。更に基地局を構成するため、アンテナ134と送信フィルタ133との間に受送分派器145が設けられ、アンテナ134からの受信信号を処理する受信部が付加される。受信部は受信信号の帯域制限を行う受信フィルタ143、フィルタ143の出力信号を増幅する受信増幅器142及び受信増幅器142の出力である受信信号を位相検出されて復調する復調器141とから構成される。

【0027】

【発明の効果】図15はPQPSK変調信号の直交変調後の波形(a)と本発明のデジタル変調器による閾値制限I、Q交換を行った信号の直交変調後の波形(b)を計算機シミュレーションによって求めたものを示す。図14より閾値制限I、Q交換を行ったことにより、搬送波の包絡線の変動が小さくなっていることがわかる。

【0028】図16は、PQPSK変調信号を図4に示す飽和特性を持つ非線形増幅器で増幅した波形のスペクトラム(a)と、閾値制限I、Q交換を行った波形を図4に示す飽和特性を持つ非線形増幅器で増幅した波形のスペクトラム(b)を示す。

【0029】上述のように、本発明の変調器では、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過する変調方式において、スペースダイアグラム上での信号の位置情報を検出して、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過しないように処理を施すことにより、位相遷移前の信号点の情報確保する装置が不用となり、回路規模の増大を押さえつつ、非線形増幅器への入力信号の包絡線変動を小さくし、非線形増幅によるスペクトラムの広がりを押さえようとする効果が得られる。

【0030】また図9に示すような閾値制限I、Q交換を行うことにより、信号の位相に歪みが発生することになるが、図16より非線形増幅後のスペクトラムでは、閾値制限I、Q交換を行い、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点を通過することを選択する本方式の方が、従来のスペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過する変調方式に比べて、優れていることがわかる。よって、本発明では、非線形増幅器の非線形性が強

い場合には、位相歪みによる変調特性の劣化は起きるが、それ以上にスペクトラムの広がりを押さえる効果が得られる。実施例では、QPSKを例に説明したが、本発明の変調器はQPSKだけでなく、スペースダイアグラム上の信号軌跡が原点付近を通過する変調方式であれば、効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による変調器の第1の実施例の構成図である。

【図2】従来のQPSK変調器の構成図である。

【図3】図2のQPSK変調器におけるスペースダイアグラムである。

【図4】非線形増幅器の振幅特性図である。

【図5】従来知られている $\pi/4$  QPSK変調での位相遷移図である。

【図6】従来知られている変調器の構成図である。

【図7】本発明の第1の実施例における位置検出器の構成図である。

【図8】本発明の第1の実施例における閾値制限I、Q変換器の構成図である。

【図9】本発明の第1の実施例をQPSKに適用した場合の閾値制限I、Q変換後のスペースダイアグラムである。

【図10】本発明の第2の実施例における位置検出器の構成図である。

【図11】本発明の第2の実施例における閾値制限I、Q変換器の構成図である。

【図12】本発明の第2の実施例をQPSK変調に適用した場合の閾値制限I、Q変換後のスペースダイアグラムである。

【図13】本発明の第3の実施例における送信機の構成図である。

【図14】本発明の第4の実施例における基地局の構成図である。

【図15】本発明による実施例の動作を示す時間波形図である。

【図16】本発明での動作を示す非線形増幅後の波形のスペクトル図である。

【符号の説明】

- 1: 信号点配置器
- 2: 位相検出器
- 3: 変調器の閾値制限I、Q変換器
- 4: 変調器の直交変調器
- 21: 信号点配置器
- 22: 直交変調器
- 31: 位相遷移パターン
- 41: 非線形増幅器の飽和領域
- 42: 非線形増幅器の不感帯
- 51:  $\pi/4$ シフトQPSKでの原点付近を通過する位相遷移パターン
- 61: 信号点配置器
- 62: 挿入信号発信器
- 63: 直交変調器
- 71: オーバーサンプリング部
- 72: 電力計算部
- 73: 閾値発生部
- 81: 比較値検出部
- 82: 角度検出部
- 83: 波形整形フィルタ
- 101: オーバーサンプリング部
- 102: 閾値発生部
- 111: 比較値検出部
- 112: 角度検出部
- 113: 波形整形フィルタ
- 131: 変調器
- 132: 非線形増幅器
- 133: 送信フィルタ
- 134: アンテナ
- 141: 復調器
- 142: 受信増幅器
- 143: 受信フィルタ
- 145: 送受分波器

【図1】

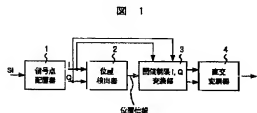


図 1

【図2】

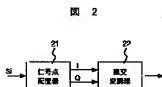


図 2

【図3】

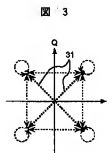
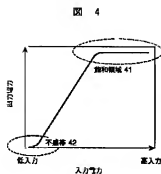
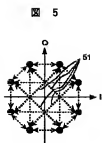


図 3

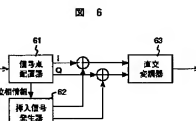
【図4】



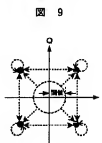
【図5】



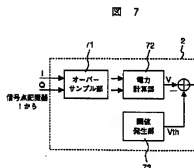
【図6】



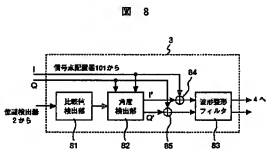
【図9】



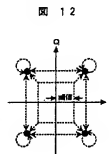
【図7】



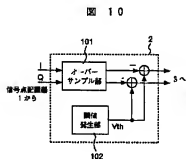
【図8】



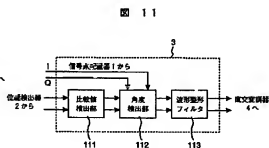
【図12】



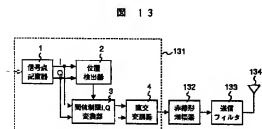
【図10】



【図11】

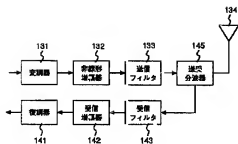


【図13】



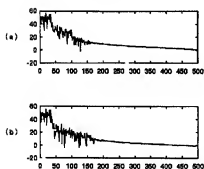
【図14】

図 14



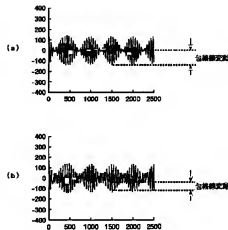
【図16】

図 16



【図15】

図 15



フロントページの続き

(72)発明者 黒河 敏晃  
神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株  
式会社日立製作所通信事業部内

(72)発明者 錦戸 正光  
神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株  
式会社日立製作所通信事業部内  
Fターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FE00 FF02 FF05  
JE00 JF01 JF03 JF04